

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平9-64846

(43) 公開日 平成9年(1997)3月7日

(51) Int.Cl. <sup>8</sup>	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 J 13/04			H 0 4 J 13/00	G
H 0 4 B 7/26			11/00	Z
H 0 4 J 11/00			H 0 4 B 7/26	P

審査請求 未請求 請求項の数13 O L (全 15 頁)

(21) 出願番号 特願平7-324874

(22) 出願日 平成7年(1995)12月13日

(31) 優先権主張番号 特願平6-309008

(32) 優先日 平6(1994)12月13日

(33) 優先権主張国 日本 (J P)

(31) 優先権主張番号 特願平7-144790

(32) 優先日 平7(1995)6月12日

(33) 優先権主張国 日本 (J P)

(71) 出願人 392026693

エヌ・ティ・ティ移動通信網株式会社

東京都港区虎ノ門二丁目10番1号

(72) 発明者 三木 義則

東京都港区虎ノ門二丁目10番1号 エヌ・

ティ・ティ移動通信網株式会社内

(72) 発明者 佐和橋 衛

東京都港区虎ノ門二丁目10番1号 エヌ・

ティ・ティ移動通信網株式会社内

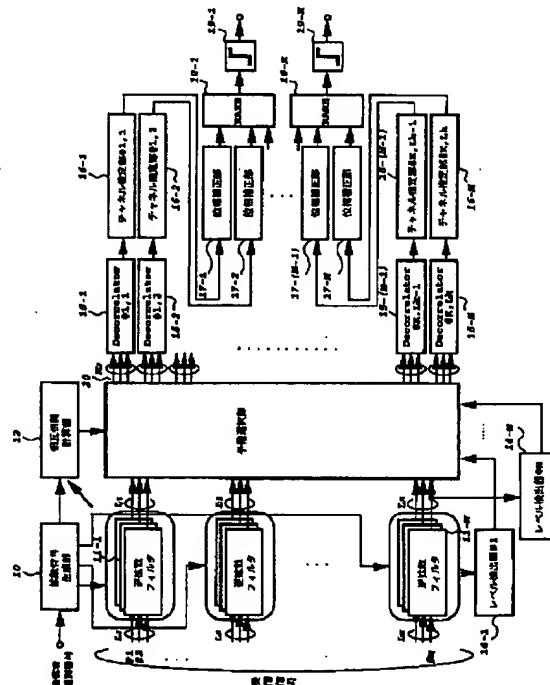
(74) 代理人 弁理士 谷 義一 (外1名)

(54) 【発明の名称】 CDMAマルチユーザ受信装置および方法

(57) 【要約】

【課題】 直交化の対象となる受信信号ベクトル数が非常に多い場合でも、効果的な直交化処理が可能なCDMA受信装置を提供する。

【解決手段】 拡散符号で拡散された受信信号を逆拡散フィルタ(11)で逆拡散する。相互相関の予備選択部(20)で拡散符号間の相互相関値と受信レベルとの積の大きさを比較して、その値の大きい受信信号から順次Ns個選択し、それらを優先的に直交化の対象とする。上りチャネルにおいて、逆相関フィルタ(15)で直交化の対象となる信号数を、効果的に削減し、雑音強調による影響を低減できる。直交化された受信信号は、チャネル推定部(16)、位相補正部(17)、RAKE合成部(18)および識別・判定部(19)を通して、再生される。



BEST AVAILABLE COPY

**【特許請求の範囲】**

【請求項 1】 送信側においては、複数の通信者に対して、それぞれ異なる拡散符号を割り当て、それぞれの通信者のシンボルを、対応する拡散符号でスペクトラム拡散したうえで送信し、受信側においては、前記通信者から単数または複数のパスを経由して伝搬された信号を受信し、その受信信号の少なくとも一つを分離する CDMA システムにおいて、

前記受信信号を前記通信者に対応する拡散符号で逆拡散し、逆拡散したシンボル、および前記各パスにおける前記受信信号の受信タイミング情報を出力する逆拡散器と、

前記受信信号の前記各パスにおける受信レベルを検出する受信信号レベル検出器と、

前記拡散符号間の相互相関値を、前記受信タイミング情報を考慮して、前記パス毎に求める相互相関計算手段と、

前記各パスにおいて、他のパスにおける受信レベルおよび前記拡散符号間の相互相関値に基づいて、前記他のパスから干渉量を求め、前記干渉量の大きいものから順に、 $N_s$  個 ( $N_s$  は 1 以上の整数) のパスを選択する選択手段と、

選択された  $N$  個のパスの受信シンボルおよび相互相関値に基づいて、互いに干渉除去された逆拡散出力を得る逆相関フィルタとを具備することを特徴とする CDMA マルチユーザ受信装置。

【請求項 2】 前記拡散符号は、周期が 1 シンボル長に等しいショートコード、および周期が 10, 000 シンボル長を超えるロングコードの双方によって構成されることを特徴とする請求項 1 に記載の CDMA マルチユーザ受信装置。

【請求項 3】 前記拡散符号は、周期が 1 シンボル長より長く、10, 000 シンボル長より短いミドルコードであることを特徴とする請求項 1 に記載の CDMA マルチユーザ受信装置。

【請求項 4】 前記拡散符号は、周期が 1 シンボル長に等しいショートコードであることを特徴とする請求項 1 に記載の CDMA マルチユーザ受信装置。

【請求項 5】 前記拡散符号は、周期が 1 シンボル長に等しいショートコードであり、各セルにおいて、異なる拡散符号群を用いることを特徴とする請求項 1 に記載の CDMA マルチユーザ受信装置。

【請求項 6】 前記他のパスから干渉量は、前記他のパスにおける受信レベルと、前記拡散符号間の相互相関値との積であることを特徴とする請求項 1 に記載の CDMA マルチユーザ受信装置。

【請求項 7】 前記逆相関フィルタは、各パス毎に設けられたことを特徴とする請求項 1 に記載の CDMA マルチユーザ受信装置。

【請求項 8】 前記受信信号レベル検出器は、前記逆拡

散器の出力信号のレベルを検出することを特徴とする請求項 1 に記載の CDMA マルチユーザ受信装置。

【請求項 9】 前記受信信号レベル検出器は、前記逆相関フィルタの出力信号のレベルを検出することを特徴とする請求項 1 に記載の CDMA マルチユーザ受信装置。

【請求項 10】 前記 CDMA マルチユーザ受信装置は、さらに、前記逆相関フィルタの出力端に接続され、パターン既知のパイロットシンボルに基づいてフェージングの位相変動を推定するチャネル推定手段を備え、前記レベル検出器は、該チャネル推定手段の出力信号のレベルを検出することを特徴とする請求項 9 に記載の CDMA マルチユーザ受信装置。

【請求項 11】 前記パイロットシンボルが、情報シンボル中に周期的に挿入されていることを特徴とする請求項 10 に記載の CDMA マルチユーザ受信装置。

【請求項 12】 前記パイロットシンボルが、専用チャネルによって、連続的に送信されることを特徴とする請求項 10 に記載の CDMA マルチユーザ受信装置。

【請求項 13】 送信側においては、複数の通信者に対して、それぞれ異なる拡散符号を割り当て、それぞれの通信者のシンボルを、対応する拡散符号でスペクトラム拡散したうえで送信し、受信側においては、前記通信者から単数または複数のパスを経由して伝搬された信号を受信し、その受信信号の少なくとも一つを分離する CDMA システムにおいて、

前記受信信号を前記通信者に対応する拡散符号で逆拡散し、逆拡散したシンボル、および前記各パスにおける前記受信信号の受信タイミング情報を出力する過程と、前記受信信号の前記各パスにおける受信レベルを検出する過程と、

前記拡散符号間の相互相関値を、前記受信タイミング情報を考慮して、前記パス毎に求める過程と、

前記各パスにおいて、他のパスにおける受信レベルおよび前記拡散符号間の相互相関値に基づいて、前記他のパスから干渉量を求め、前記干渉量の大きいものから順に、 $N_s$  個 ( $N_s$  は 1 以上の整数) のパスを選択する過程と、

選択された  $N_s$  個のパスの受信シンボルおよび相互相関値に基づいて、互いに干渉除去された逆拡散出力を得る過程とを具備することを特徴とする CDMA マルチユーザ受信方法。

**【発明の詳細な説明】**

【0001】

【発明の属する技術分野】この発明は、セルラ移動通信に好適な、スペクトラム拡散を用いた CDMA (Code Division Multiple Access) マルチユーザ受信装置および方法に関する。

【0002】

【従来の技術】DS-CDMA (直接拡散 CDMA)

は、次世代移動通信の無線アクセス方式の有力候補であ

り、集中的な検討がなされている。DS-CDMAは、複数の通信者が同一の周波数帯を用いて同時に通信を行う方式であり、各通信者の識別は拡散符号で行う。DS-CDMAセルラでは、各ユーザに割り当てられた拡散符号間の相互相関による干渉が、通信品質を劣化させ、加入者容量を制限することになる。この種の干渉は、基地局と移動局との間のマルチパスによってさらに増加する。すなわち、異なる拡散符号間だけでなく、同一拡散符号を使用するマルチパス間での、受信タイミングのずれに起因する相互相関によっても、この種の干渉が生じ、通信品質を劣化させる。このため、干渉キャンセル（もしくは直交化）技術が重要である。

【0003】DS-CDMAにおける干渉キャンセル技術は、シングルユーザ方式と、マルチユーザ方式とに大別することができる。

【0004】シングルユーザ方式は、自チャネルの受信信号のみの振幅および位相を推定して識別判定を行い、他ユーザの拡散符号情報を考慮しない方法である。この方法によれば、必要な処理量およびハードウェア規模が比較的小さくて済む。しかしながら、他ユーザの拡散符号情報をもたず、他ユーザの拡散符号の定常性、すなわちシンボル毎に拡散符号が変化しないことを利用して、適応的に直交化を行うので、拡散符号として、ミドルコードやロングコード（いずれもその周期が1シンボルより大きい拡散符号）を用いた場合に、適用が困難となる。

【0005】一方、マルチユーザ方式は、全ユーザの拡散符号情報を用いて、受信信号の振幅および位相を推定し、全ユーザの信号間の直交化を行うものである。マルチユーザ方式としては、受信レベルの強い信号から順に再生し、全受信信号から差し引く操作をマルチステージで行い、干渉低減を図るレプリカ再生型や、拡散符号間の相互相関値を用いて相関行列を形成し、その逆行列を受信信号ベクトルに乘算することによって、干渉除去を行うデコリレータ形式のものがある。

【0006】マルチユーザ方式は、シングルユーザ方式に比較して、一般に、ハードウェア規模および処理量が大きくなるが、複数ユーザに関する情報（受信タイミング、レベル、拡散符号等）が利用できることから、より効果的な干渉キャンセルが期待できる。

【0007】図1は、マルチユーザ方式による従来のCDMA受信装置を示すブロック図である。この装置は、R. Lupas and S. Verdu, "Near-Far Resistance of Multiuser Detectors in Asynchronous Channels", IEEE Trans. Com. vol. COM-38, No. 4 pp. 496-508, April 1990 に記載された逆相関フィルタ(Decorrelator)を用いたものである。

【0008】この受信装置において、同時通信者数は $K$ 、通信者の受信パス数は、それぞれ、 $L_1, L_2, \dots, L_K$  であるとする。また、全受信パス数、すなわち、 $L$

$1, L_2, \dots, L_K$  の総和は、 $M$  であるとする。

【0009】受信信号は、 $M$  系列に分岐され、各通信者の各受信パスごとに設けられた逆拡散フィルタ11 ( $1-1-1-1-M$ ) に供給される。拡散符号生成部10は、通信者識別番号を参照して、各逆拡散フィルタ11および相互相関計算部12に拡散符号を供給する。

【0010】逆拡散フィルタ11は、供給された拡散符号に基づくフィルタリング係数を用いて受信信号を逆拡散し、情報シンボルおよび受信タイミング情報を出力する。相互相関計算部12は、拡散符号生成部10からの拡散符号、および各逆拡散フィルタ11からの受信タイミング情報を用いて、全パスの拡散符号の相互相関値を計算して、逆相関フィルタ15に供給する。逆相関フィルタ15は、供給された相互相関値を並べて相関行列を形成し、その逆行列を計算して、受信信号ベクトルに乘じ、全受信信号のベクトル間の直交化処理を一括して行う。

【0011】直交化処理後の信号ベクトルは、RAKE合成部18 ( $18-1-18-K$ ) でRAKE合成される。すなわち、各通信者毎に、全受信パスからの信号が位相補正された後、重みづけ合成される。RAKE合成された受信信号は、識別・判定部19 ( $19-1-19-K$ ) でシンボル判定される。こうして、受信信号の復号化が行われる。

【0012】Verdu等の提案した逆相関フィルタは、シンボル毎の拡散符号が不変であること、すなわち、拡散符号の周期がシンボル周期と一致していることを前提にしている。しかし、周期が1シンボルよりも長い拡散符号（ミドルコードやロングコード）を用いたシステムに対しても、逆相関フィルタを実現する方法が提案されている（特願平6-84865号）。これによれば、ロングコードおよびショートコードを併用したシステムにも、この逆相関フィルタは適用できる。なお、本明細書でいうショートコードとは、周期が1シンボル長の拡散符号を指し、実際には、周期が128チップ周期、またはそれ以下であることが多い。ミドルコードとは、周期が1シンボル長より長く、10,000シンボル長より短い拡散符号を、ロングコードとは周期が10,000シンボル長よりも長い拡散符号を指すものとする。このように、逆相関フィルタを用いることによって、CDMAセルラの上りチャネルにおける、自セル内の直交化が可能である。

【0013】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、逆相関フィルタを用いた従来の直交化には、次のような問題があった。

【0014】(1) 直交化の対象となる信号ベクトル数が非常に多い場合、従来の方法では、雑音強調効果のために、直交化の効果が相殺され、特性が極端に劣化する。さらに、直交化の対象となる信号ベクトル数が拡散

率を超えると、直交化処理が原理的に不可能になる。

【0015】図2は、同時通信者数が5、10、15、20、25人と増加した場合の、誤り率の増加を計算機シミュレーションで求めたものである。このグラフの横軸は、1シンボル当たりの信号電力対熱雑音比 ( $E_b/N_0$ ) であり、縦軸は、平均ビット誤り率である。シミュレーションの条件は、拡散率  $P_g = 31$ 、かつ一次変調および2次変調ともにBPSKとした。

【0016】この図から分かるように、同時通信者数が増えるにしたがって、平均ビット誤り率が増加し、通信品質が劣化している。さらに、同時通信者数が拡散率を超えた場合には、相関行列の逆行列が存在せず、直交化処理自体が不可能となる。

【0017】とくに、マルチパス環境下にあつては、全パス数をMとすると、直交化対象の信号数が、通信者数より増え、 $M-1$  になってしまう。このため、直交化可能な同時通信者の数は、パス数に応じて大きく減ってしまう。

【0018】(2) 従来の受信装置の逆相関フィルタ15は、全パスの逆相関を一括して計算していたので、行列のディメンションが大きくなり、その計算量が膨大になるという欠点があった。

【0019】そこで、本発明の目的は、効果的な直交化を可能とし、かつ処理量を減少することのできる、CDMAマルチユーザ受信装置および方法を提供することである。

【0020】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するために、請求項1に記載の発明は、送信側においては、複数の通信者に対して、それぞれ異なる拡散符号を割り当て、それぞれの通信者のシンボルを、対応する拡散符号でスペクトラム拡散したうえで送信し、受信側においては、前記通信者から単数または複数のパスを経由して伝搬された信号を受信し、その受信信号の少なくとも一つを分離するCDMAシステムにおいて、前記受信信号を前記通信者に対応する拡散符号で逆拡散し、逆拡散したシンボル、および前記各パスにおける前記受信信号の受信タイミング情報を出力する逆拡散器と、前記受信信号の前記各パスにおける受信レベルを検出する受信信号レベル検出器と、前記拡散符号間の相互相関値を、前記受信タイミング情報を考慮して、前記パス毎に求める相互相関計算手段と、前記各パスにおいて、他のパスにおける受信レベルおよび前記拡散符号間の相互相関値に基づいて、前記他のパスから干渉量を求め、前記干渉量の大きいものから順に、 $N_s$  個 ( $N_s$  は1以上の整数) のパスを選択する選択手段と、選択されたN個のパスの受信シンボルおよび相互相関値に基づいて、互いに干渉除去された逆拡散出力を得る逆相関フィルタとを具備することを特徴とする。

【0021】請求項2に記載の発明は、前記拡散符号

は、周期が1シンボル長に等しいショートコード、および周期が10、000シンボル長を越えるロングコードの双方によって構成されることを特徴とする。

【0022】請求項3に記載の発明は、前記拡散符号は、周期が1シンボル長より長く、10、000シンボル長より短いミドルコードであることを特徴とする。

【0023】請求項4に記載の発明は、前記拡散符号は、周期が1シンボル長に等しいショートコードであることを特徴とする。

【0024】請求項5に記載の発明は、前記拡散符号は、周期が1シンボル長に等しいショートコードであり、各セルにおいて、異なる拡散符号群を用いることを特徴とする。

【0025】請求項6に記載の発明は、前記他のパスから干渉量は、前記他のパスにおける受信レベルと、前記拡散符号間の相互相関値との積であることを特徴とする。

【0026】請求項7に記載の発明は、前記逆相関フィルタは、各パス毎に設けられたことを特徴とする。

【0027】請求項8に記載の発明は、前記受信信号レベル検出器は、前記逆拡散器の出力信号のレベルを検出することを特徴とする。

【0028】請求項9に記載の発明は、前記受信信号レベル検出器は、前記逆相関フィルタの出力信号のレベルを検出することを特徴とする。

【0029】請求項10に記載の発明は、前記CDMAマルチユーザ受信装置は、さらに、前記逆相関フィルタの出力端に接続され、パターン既知のパイロットシンボルに基づいてフェージングの位相変動を推定するチャネル推定手段を備え、前記レベル検出器は、該チャネル推定手段の出力信号のレベルを検出することを特徴とする。

【0030】請求項11に記載の発明は、前記パイロットシンボルが、情報シンボル中に周期的に挿入されていることを特徴とする。

【0031】請求項12に記載の発明は、前記パイロットシンボルが、専用チャネルによって、連続的に送信されることを特徴とする。

【0032】請求項13に記載の発明は、送信側においては、複数の通信者に対して、それぞれ異なる拡散符号を割り当て、それぞれの通信者のシンボルを、対応する拡散符号でスペクトラム拡散したうえで送信し、受信側においては、前記通信者から単数または複数のパスを経由して伝搬された信号を受信し、その受信信号の少なくとも一つを分離するCDMAシステムにおいて、前記受信信号を前記通信者に対応する拡散符号で逆拡散し、逆拡散したシンボル、および前記各パスにおける前記受信信号の受信タイミング情報を出力する過程と、前記受信信号の前記各パスにおける受信レベルを検出する過程と、前記拡散符号間の相互相関値を、前記受信タイミン

グ情報を考慮して、前記パス毎に求める過程と、前記各パスにおいて、他のパスにおける受信レベルおよび前記拡散符号間の相互相関値に基づいて、前記他のパスから干渉量を求め、前記干渉量の大きいものから順に、 $N_s$  個 ( $N_s$  は 1 以上の整数) のパスを選択する過程と、選択された  $N_s$  個のパスの受信シンボルおよび相互相関値に基づいて、互いに干渉除去された逆拡散出力を得る過程とを具備することを特徴とする。

#### 【0033】

【発明の実施の形態】以下、図面を参照して、本発明の実施例を説明する。

#### 【0034】実施例 1

図 3 は、本発明による CDMA マルチユーザ受信装置を示すブロック図である。

【0035】図 3 において、拡散符号生成部 10 は、通信者識別番号に基づいて、各通信者に割り当てられた拡散符号を生成し、逆拡散フィルタ 11 に供給する。拡散符号生成部 10 は、たとえば、Gold 符号生成用シフトレジスタや、PN 系列発生用シフトレジスタで実現される。あるいは、すべての拡散符号を格納した高速読み出し可能な半導体メモリ (ROM または RAM)、および通信者識別番号からメモリアドレスを得るためのアドレス変換器によって実現してもよい。

【0036】逆拡散フィルタ 11 ( $11-1-11-M$ ) は、拡散符号生成部 10 から供給された拡散符号に基づく、フィルタリング係数を用いて受信信号を逆拡散し、各通信者の各パス毎に、受信シンボル (逆拡散信号) および受信タイミング情報を出力する。出力された受信シンボルと受信タイミング情報は、予備選択部 20 に供給され、受信タイミング情報は、相互相関計算部 12 に供給される。逆拡散フィルタ 11 は、たとえば、マッチフィルタやスライディング相関器を用いて実現される。

【0037】相互相関計算部 12 は、逆拡散フィルタ 11 からの受信タイミング情報、および各通信者に割り当てられた拡散符号を用いて、全通信者の全パスの相互相関値を計算する。相互相関計算部 12 は、たとえば、コリレータを用いて実現することができる。あるいは、拡散符号の数が比較的少ない場合は、相互相関値をあらかじめメモリに格納しておき、逆拡散フィルタ 11 からの受信タイミング情報および各ユーザに割り当てられた拡散符号を用いて、相互相関値を出力する構成も可能である。

【0038】レベル検出器 14 ( $14-1-14-M$ ) は、逆拡散フィルタ 11 の各出力端に接続され、各パスの信号レベルを検出する。

【0039】予備選択部 20 は、逆拡散フィルタ 11 から受信シンボルと受信タイミング情報を供給され、相互相関計算部 12 から相互相関値を供給される。また、レベル検出器 14 ( $14-1-14-M$ ) から受信信号レ

ベルが供給される。

【0040】図 4 は、予備選択部 20 の 1 パス当たり (第  $j$  番目のパス) の構成要素を示すブロック図であり、同様の要素が各パス毎に設けられている。図において、21 および 22 は、セクタである。セクタ 21 には、1 パス当たり ( $M-1$ ) 個の相互相関値  $\rho_{j1}, \rho_{j2}, \dots, \rho_{jM}$  (ただし、 $\rho_{jj}$  は除く) が、相互相関計算部 12 から供給されている。すなわち、 $j$  番目のパスと他の全てのパスとの間の相互相関値が供給されている。一方、セクタ 22 には、1 パス当たり ( $M-1$ ) 個の受信レベル  $y_1, y_2, \dots, y_M$  (ただし、 $y_j$  は除く) が、受信レベル検出器 14 から供給されている。すなわち、他の全てのパスの受信レベルが供給されている。セクタ 21 および 22 は、カウンタ 23 の指示にしたがって、これら ( $M-1$ ) 個の相互相関値及び受信レベルの中から、順次 1 つずつ選択し、乗算器 24 に供給する。すなわち、乗算器 24 は、 $\rho_{j1} \times y_1, \rho_{j2} \times y_2, \dots, \rho_{jM} \times y_M$  を順番に計算する。こうして、パス  $j$  以外の各パス毎に相互相関値と受信レベルとの積が得られ、その結果が、選択部 25 に供給される。これらの値は、パス  $j$  に対する各パスからの干渉量に相当する。

【0041】選択部 25 は、これら ( $M-1$ ) の干渉量の中から、 $N_s$  個の干渉量を選択する。すなわち、大きい方から順に  $N_s$  個の干渉量を選択し、これらの干渉量を与えるパスを表す  $N_s$  個のインデックスを交換部 26 に供給する。交換部 26 は、これら  $N_s$  個のパスの受信シンボル、およびこれらのパスと  $j$  番目のパスとの相互相関値を出力する。

【0042】こうして、パス毎に選択された  $N_s$  個の受信シンボルと  $N_s$  個の相互相関値とは、図 3 の逆相関フィルタ (Decorrelator) 15 ( $15-1-15-M$ ) に供給される。逆相関フィルタ 15 は、予備選択部 20 から供給された  $N_s$  個の受信シンボルを並べて、1 つの  $N_s$  次元受信シンボルベクトルを形成するとともに、 $N_s$  個の相互相関値を帯状のエルミート行列状に並べて相関行列を形成し、その逆行列を計算する。この逆行列を、受信シンボルベクトルに乗算することによって、互いに直交化された  $N_s$  次元ベクトルを出力し、これらをチャネル推定部 16 ( $16-1-16-M$ ) に供給する。逆相関フィルタ 15 は、逆行列演算が主な処理であり、DSP (Digital Signal Processor) を用いて実現される。あるいは、逆行列演算は、専用のハードウェア (たとえば、Systolic Array Processor) を用いて実行することも可能である。いずれにしても、選択された  $N_s$  個の信号を扱えばよいので、各逆相関フィルタ 15 は小規模のものでよい。なお、位相相関値を並べて相関行列を形成する方法は、S. Verdu 他 の論文に開示されている。

【0043】チャネル推定部 16 は、各通信者の各パス毎に、フェージングによる位相変動および振幅変動を推定する。図 5 (A) は、このような変動を推定するのに

使用されるフレームフォーマットを示す図である。送信側では、図に示すように、情報シンボル中に、既知のシンボルからなるパイロットシンボルを周期的に挿入する。チャンネル推定部16は、このパイロットシンボルを用いて、パイロット内挿補間型絶対同期検波方式を用いて、位相変動および振幅変動を推定する。すなわち、チャンネル推定部16は、パイロット信号から得たチャンネルの伝達関数の値を平均化し、平均化した値を情報シンボル区間に挿入し、情報シンボルの位相および振幅補正のための情報を形成する。この情報は、位相補正部17(17-1-17-M)に供給される。位相補正部17は、チャンネル推定部16からのフェージング位相変動推定値を用いて、各パスの受信シンボルの位相変動を補正する。これらの処理の詳細は、たとえば、S. Sampei, "Rayleigh Fading Compensation for QAM in Land Mobile Radio Communications", IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY, VOL. 42, NO. 2, MAY 1993、および佐和橋他、PCT出願PCT/JP95/01252に記載されており、本明細書に引用して組み込まれる。なお、図5Bに示すように、パイロットシンボルを、情報シンボル中に挿入しないで、専用のチャンネルで連続的に送信してもよい。この場合は、各情報シンボルに対応するパイロットシンボルの位相および振幅変動によって、情報シンボルの位相および振幅を連続的に補正することができる。

【0044】位相補正された受信シンボルは、各通信者毎に設けられたRAKE合成部18(18-1-18-K)で重みづけ合成される。各パスに乗ずる重みとして、各パスのSIR(Signal-to-Interference Ratio)、各パスの干渉低減後の受信レベル、あるいは各パスのフェージング振幅変動推定値などが考えられるが、各パスのSIRに比例した重みを用いることによって、最大比合成が得られる。各通信者のRAKE合成後の信号は、識別・判定部19(19-1-19-K)で判定され、情報シンボルが再生される。

【0045】ところで、セルラ方式の移動通信に、CDMAを適用する場合、あるセル内において、同一の拡散符号を複数の通信者に割り当てることはできない。同一拡散符号は、干渉量を考慮して定めた、所定の繰り返し距離だけ離れたセルでの再使用が可能である。このことは、次のことを意味している。

【0046】(1) 複数のセル間での拡散符号割り当て制御が必要である。

【0047】(2) 1セルあたりの割り当て可能な拡散符号の総数が、拡散率よりも少なくなるので、同時通信者数も少なくなる。

【0048】このような不都合を克服する方法として、拡散符号として、ショートコードを単独で用いるのではなく、ショートコードとロングコードとを併用したり、あるいはミドルコードを単独で使用するシステムが提案されている。本発明は、このようなシステムにも適用す

ることができる。

【0049】図6は、ショートコードおよびロングコードの併用システムの概念図である。各セルは、同一のショートコード群Aと、異なるロングコードとの組み合わせを拡散符号として使用している。ロングコードを併用することによって、他通信者からの受信信号を徹底的にランダム化し、白色化する。このように、セル毎に異なるロングコードを割り当てることによって、各セルで同一のショートコード群を用いることができる。したがって、拡散符号の割当に関して、マネージメントフリーとなる。また、割当可能な拡散符号の減少による同時通信者の減少を回避できる。さらに、自セル内の通信者間の相互干渉を軽減すること、言い換えれば、自セル内の直交化を行うことによって、一層の容量増大が可能である。これについては、Viterbi, A.M. and Viterbi, A.J., "Erlang Capacity of a power controlled CDMA system", IEEE J. Select. Area Commun. vol. 11, pp. 892-900, Aug. 1993に記載されている。

【0050】図7は、ミドルコードを単独で使用したシステムの概念図である。ミドルコードの長さは、図のように隣接セルで同一のコード群を用いた場合でも、同一の拡散符号が複数のユーザに割り当てられる確率が十分に低くなるように、比較的長くする必要がある。ミドルコードを使用することによって、拡散符号の総数を増やせるとともに、ロングコードのみを使用したときに生じる同期引き込みの問題を緩和することができる。ミドルコードを使用したシステムでは、隣接セル間におけるコードマネージメントが必要であるが、割当可能な拡散符号数が十分に確保されるので、同時通信者数の減少を防ぐことが可能である。

【0051】図8(A)～図8(C)は、それぞれ、ショートコード単独の場合、ショートコードとロングコード併用の場合、およびミドルコード単独の場合の、拡散符号生成部10と相互相関計算部12との構成を示すブロック図である。

【0052】ショートコード単独の場合は、図8(A)に示すように、拡散符号生成部10は、ショートコード発生器10Aを備え、ユーザ識別番号に応じたショートコードを生成し、相互相関計算部12へ供給する。ショートコードの周期は、高々256チップ周期程度であり、1シンボル長に相当する。相互相関計算部12は、新たなユーザが通信を開始したとき、あるいは受信タイミング(マルチパスの相対遅延時間)が変化したときのみ、相互相関値を計算すればよい。

【0053】ショートコードとロングコード併用の場合は、図8(B)に示すように、拡散符号生成部10は、ショートコード発生器10Aと、ロングコード発生器10Bとを備えている。ショートコード発生器10Aは、ユーザ識別番号に応じたショートコードを発生し、ロングコード発生器10Bは、基地局識別番号に応じたロン

グコードを発生する。ロングコードは、図 6 に示すように、隣接セル毎に異なるからである。発生されたショートコードおよびロングコードは、排他的論理和回路 (EX-OR) 13 に供給され、その出力が相互相関計算部 12 に供給される。この方式では、シンボル毎に拡散符号が変化するので、相互相関計算部 12 は、シンボルごとの相互相関値を計算する必要がある。

【0054】ミドルコード単独の場合は、図 8 (C) に示すように、拡散符号生成部 10 は、ミドルコード発生器 10C を備えている。ミドルコード発生器 10C が発生したミドルコードは、そのまま相互相関計算部 12 へ供給される。この方式でも、シンボル毎に拡散符号が変化するので、相互相関計算部 12 は、シンボルごとの相互相関値を計算する必要がある。

【0055】こうして、拡散符号生成部 10 から供給された拡散符号と、逆拡散フィルタ 11 から供給された受信タイミングとに基づいて、相互相関計算部 12 は、全ユーザの全パス間の相互相関値を計算し、予備選択部 20 に供給する。

【0056】図 9 は、異なるショートコード群を用いた場合の相互相関値の分布を示し、図 10 は、ショートコードおよびロングコードを併用した場合の相互相関値の分布を示し、図 11 は、ミドルコードを用いた場合の相互相関値の分布を示す。

【0057】いずれのグラフも、横軸は自己相関ピークに対する相互相関値の相対値、すなわち干渉レベルを  $d$  B で表し、縦軸は相互相関値の出現頻度を示している。また、いずれの場合も、拡散率  $P_g = 127$ 、ショートコードは次数 7 の  $G_{old}$  符号、ロングコードは次数 31 の PPN 系列、ミドルコードは次数 10 の  $G_{old}$  符号を、それぞれ用いている。また、拡散符号および受信タイミングは、いずれもランダムとし、試行回数を 100,000 回としている。さらに、それぞれの図中に平均値も示した。

【0058】図 9 ~ 図 11 から分かるように、平均値を超える相互相関値 (干渉レベル) の出現確率は、全体の半分以下である。したがって、直交化処理に際して、相互相関値の大きいものを選択的に除去することによって、効果的な干渉除去を行うことができる。

【0059】図 12 は、逆相関フィルタ 1 個あたりの処理量を示すグラフである。横軸は、逆相関フィルタに供給される信号数を示し、縦軸は、逆相関フィルタ 1 個あたりの処理量を示している。また、曲線は、本発明による逆相関フィルタ 1 個あたりの処理量を示し、×印は、従来の逆相関フィルタ 1 個あたりの処理量を示している。逆相関演算は逆行列演算であり、要する処理量は相関行列の次数の 3 乗に比例する。したがって、全受信シンボルに対して、一括直交化を行う従来の逆相関フィルタは、ユーザ数およびパス数の増加にともなって、その実現が著しく困難となる。さらに、逆行列演算は、並列

処理しにくいので、ハードウェア的に並列化することが困難である。これに対して、本発明は、次数の小さな逆相関フィルタを多数使用しているので、処理量を大幅に減らすことができる。

#### 【0060】実施例 2

図 3 に示す第 1 実施例では、受信レベル検出を、逆拡散フィルタ 11 の出力を用いて行っている。このため、同時通信者が多いときなど、干渉レベルが高いときには、希望信号のレベルを正しく検出できないという問題があった。

【0061】図 13 は、この問題を説明するためのグラフで、フェージング環境下における受信信号レベルの変動を示す。実線が希望信号のレベル変動を示し、点線 A および B が干渉レベルを示す。他通信者からの干渉レベルもそれぞれ変動するが、それぞれ独立なフェージングであるために、平均化されて A、B のように表すことができる。干渉レベル A の場合のように、受信信号レベルが干渉レベルに対して十分に高いときには、逆拡散出力レベルと受信信号の振幅変動はほぼ一致する。しかしながら、干渉レベル B のように、受信信号レベルが干渉レベルに対して低い場合には、希望信号が干渉に埋もれてしまうこともあり、逆拡散出力においては、受信信号の振幅変動を十分に推定することはできない。

【0062】第 2 実施例はこのような問題を解決する。以下、図 14 を参照して、第 2 実施例を説明する。第 2 実施例が第 1 実施例と異なるのは、レベル検出部 14 の位置である。すなわち、本実施例では、チャンネル推定部 16 の各出力端にレベル検出部 14 の各入力端を接続している。なお、レベル検出部 14 は、逆相関フィルタ 15 の出力端に接続してもよい。

【0063】本実施例によれば、レベル検出部 14 は、逆相関フィルタからの出力信号に基づいてレベル検出を行う。この出力信号は、逆拡散部からの出力信号とは違って、拡散符号間の相互相関による干渉が除去されている。したがって、図 13 に示す干渉レベル B のように、干渉レベルが高い場合にも、レベル検出を高精度に行うことができる。

【0064】さらに、チャンネル推定部 16 を経た信号は、フェージングによる振幅および位相変動の推定が行われているので、受信レベルをより高精度に推定することができる。

#### 【0065】

【発明の効果】本発明によれば、各パスの拡散符号間の相互相関値と受信レベル (たとえば、それらの積) の大きいものから順に、 $N_s$  個のパスを選択し、選択された各パスの相互相関値に基づいて、受信シンボルの直交化を行う。このため、CDMA 上りチャンネルの直交化対象信号の数を効果的に減らすことができる。従来のシステムでは、直交化対象の信号ベクトル数が非常に多い場合には、雑音強調効果のために、直交化の効果が相殺され

てしまう、あるいは、直交化対象の信号ベクトル数が拡散率を超えている場合には、直交化処理が不可能となるという欠点があったが、本発明によれば、効果的な直交化処理が可能となる。

【0066】また、従来の一括型逆相関フィルタに代えて、各通信者の各パス毎に設けた小型の逆相関フィルタを用いたので、逆相関行列演算の処理量を大幅に減らすことができる。たとえば、直交化対象の信号数が拡散率を超えるほど多くない場合でも、わずかな特性の劣化をとまうだけで、必要な処理量を著しく減らすことができる。

【0067】さらに、受信レベル検出を、干渉除去後の信号を用いて行うことによって、受信レベルの検出精度を高めることができる。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】従来のCDMA受信装置の構成を示すブロック図である。

【図2】従来のCDMA受信装置の特性例を示すグラフである。

【図3】本発明によるCDMAマルチユーザ受信装置の第1実施例を示すブロック図である。

【図4】同実施例の予備選択部の構成を示すブロック図である。

【図5】(A)は、同実施例において使用される、パイロットシンボルを情報シンボルに挿入したフレームフォーマットを示す概念図、(B)は、同実施例において使用される、パイロットシンボル専用のチャネルを有するフレームフォーマットを示す概念図である。

【図6】ショートコードおよびロングコード併用のCDMA方式を説明するための概念図である。

【図7】ミドルコードを用いたCDMA方式を説明するための概念図である。

【図8】(A)は、ショートコードを単独で使用するシステムの、拡散符号生成部と相互相関計算部の構成を示すブロック図、(B)は、ショートコードおよびロングコードを併用したシステムの、拡散符号生成部と相互相

関計算部の構成を示すブロック図、(C)は、ミドルコードを単独で使用するシステムの、拡散符号生成部と相互相関計算部の構成を示すブロック図である。

【図9】複数のショートコードを用いたCDMAシステムにおける相互相関分布を示すグラフである。

【図10】ショートコードおよびロングコードを併用したCDMAシステムにおける相互相関分布を示すグラフである。

【図11】ミドルコードを用いたCDMAシステムにおける相互相関分布を示すグラフである。

【図12】逆相関フィルタ1つあたりの処理量を、本発明と従来例の場合を比較して示すグラフである。

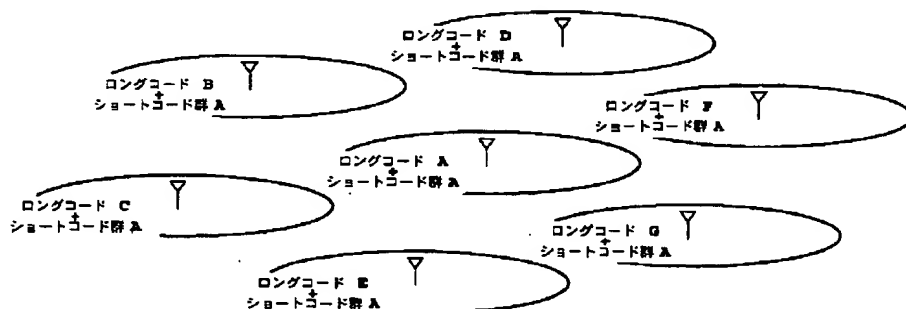
【図13】第2実施例の改良点を説明するためのグラフである。

【図14】本発明によるCDMAマルチユーザ受信装置の第2実施例を示すブロック図である。

#### 【符号の説明】

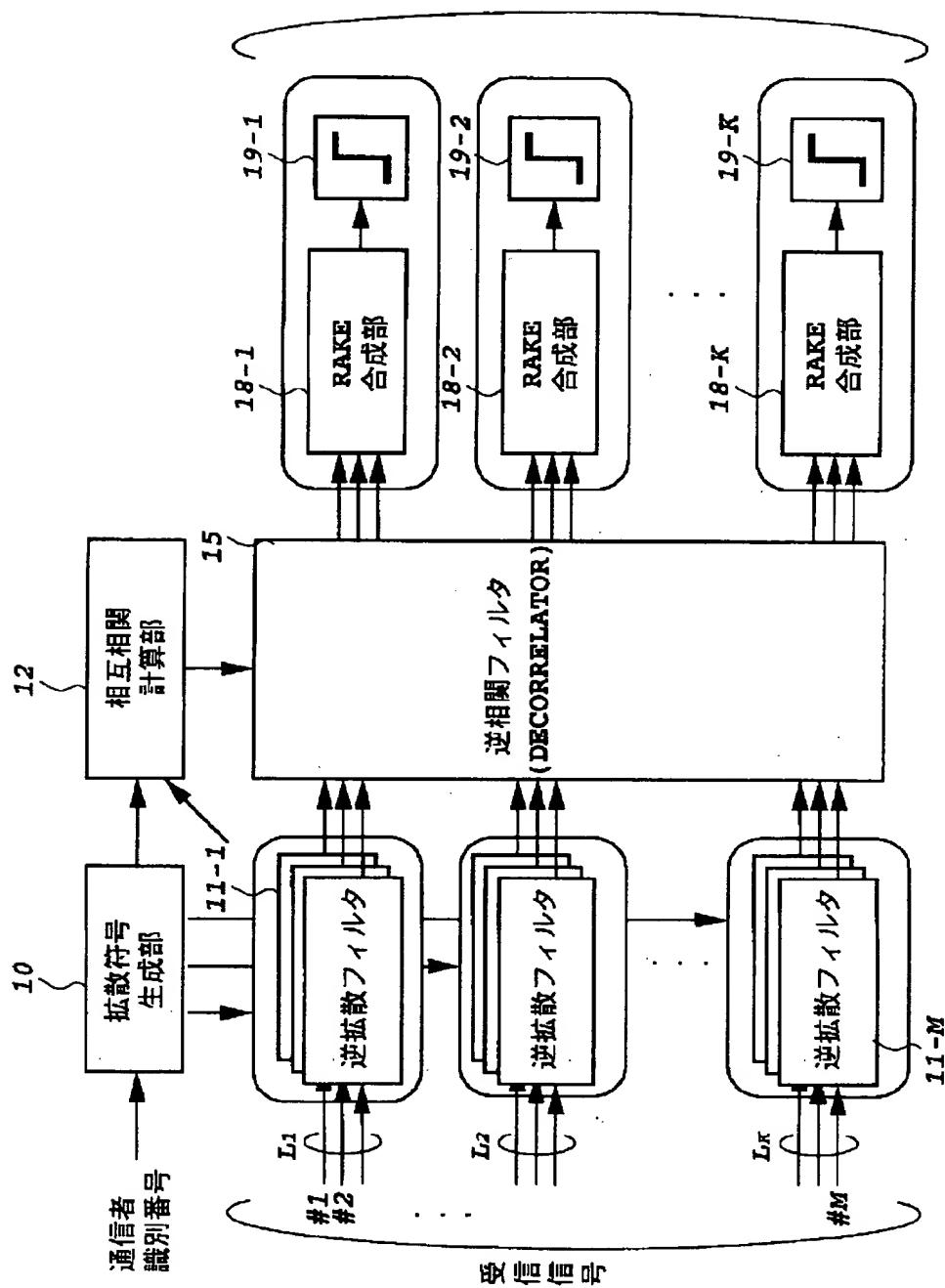
- 10 拡散符号生成部
- 10A ショートコード発生器
- 10B ロングコード発生器
- 10C ミドルコード発生器
- 11 逆拡散フィルタ
- 12 相互相関計算部
- 14 レベル検出器
- 15 Decorrelator
- 16 チャネル推定部
- 17 位相補正部
- 18 RAKE
- 19 識別・判定部
- 20 予備選択部
- 21 セレクタ
- 22 セレクタ
- 23 カウンタ
- 24 乗算器
- 25 選択部
- 26 交換部

【図6】

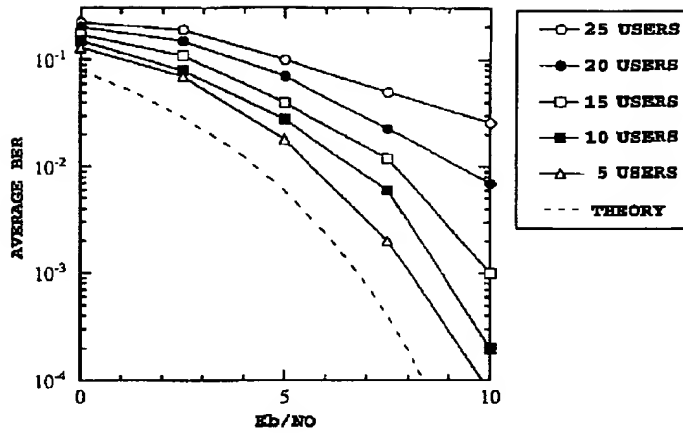




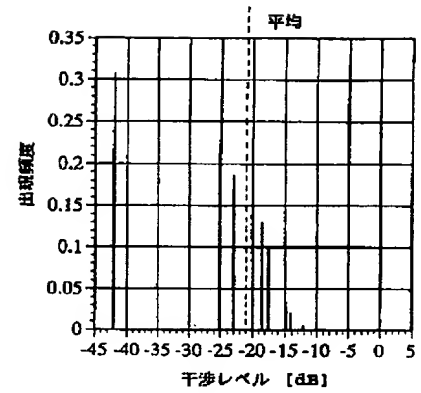
【図 1】



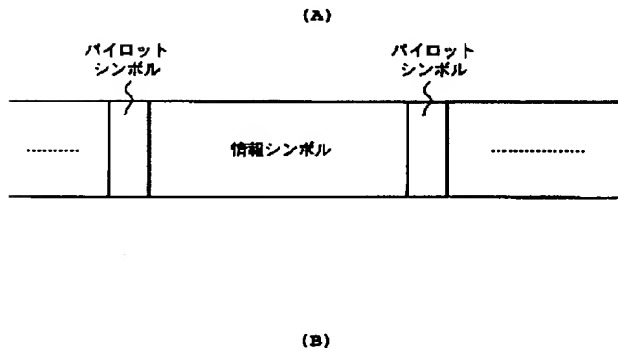
【図 2】



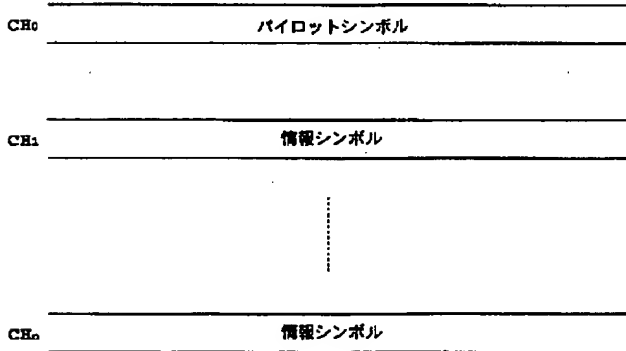
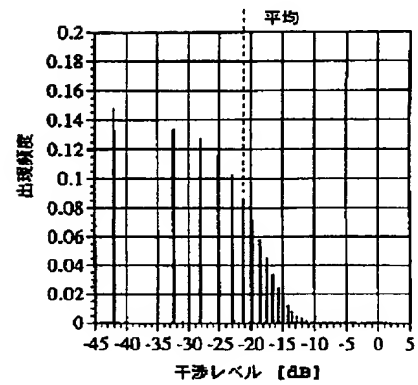
【図 9】



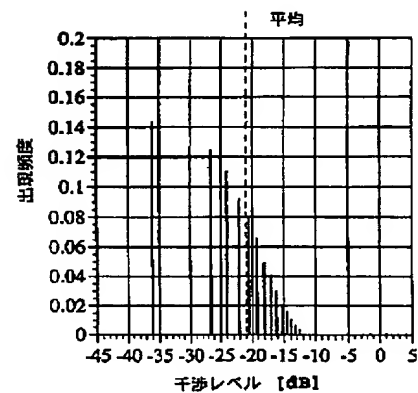
【図 5】



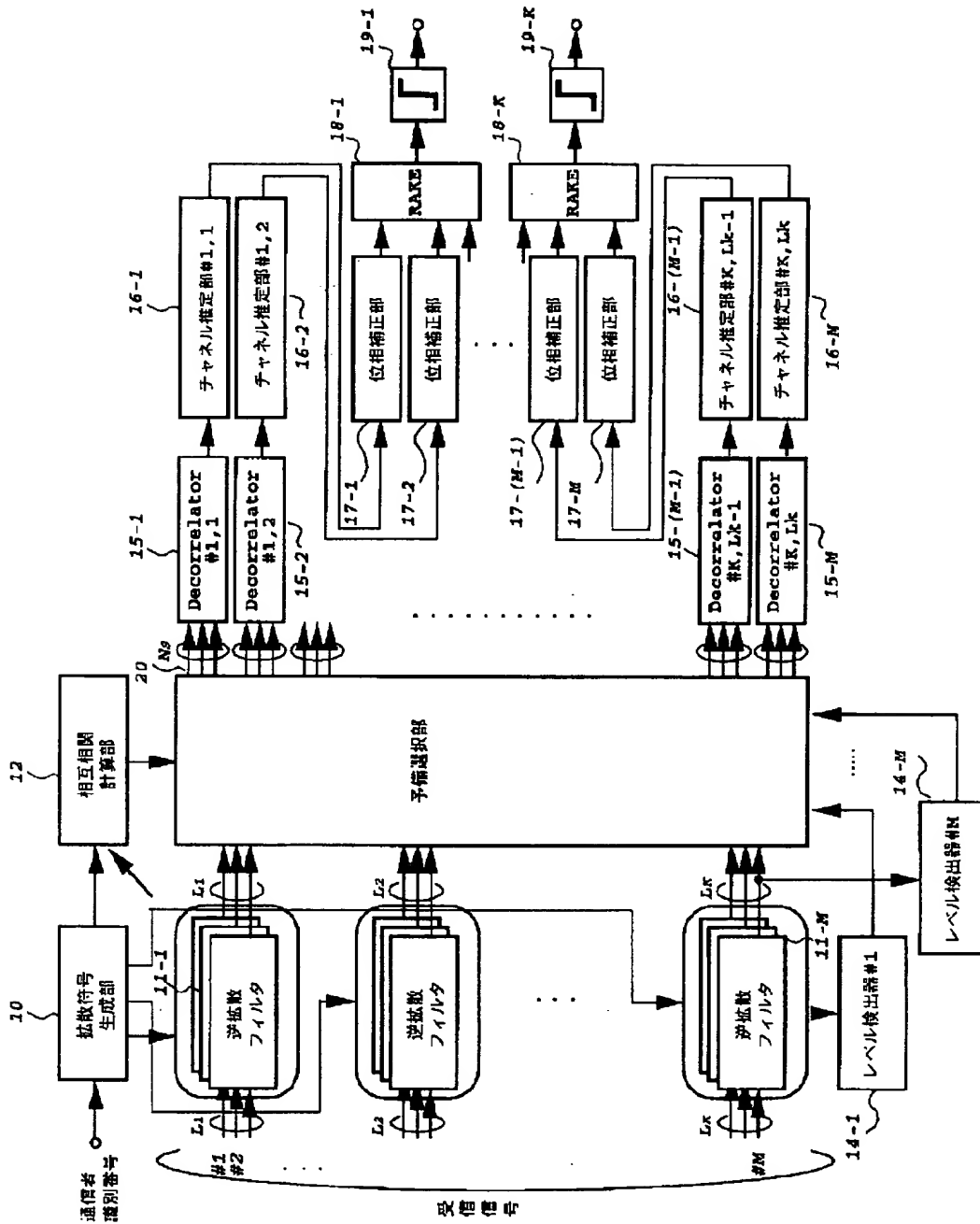
【図 10】



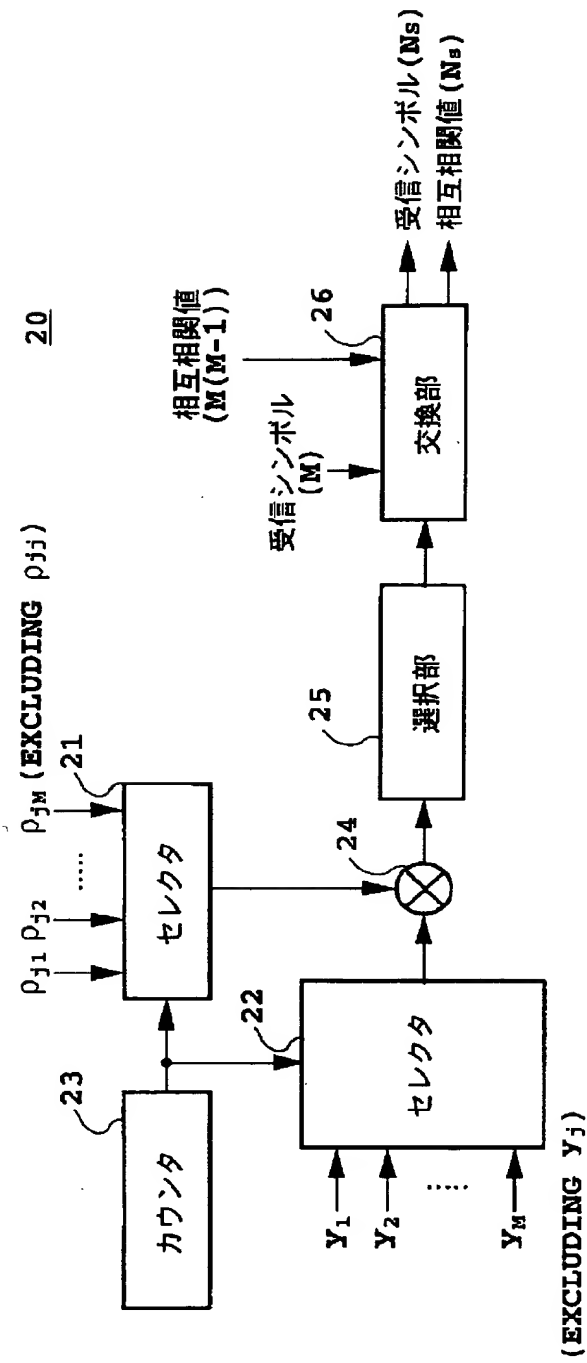
【図 11】



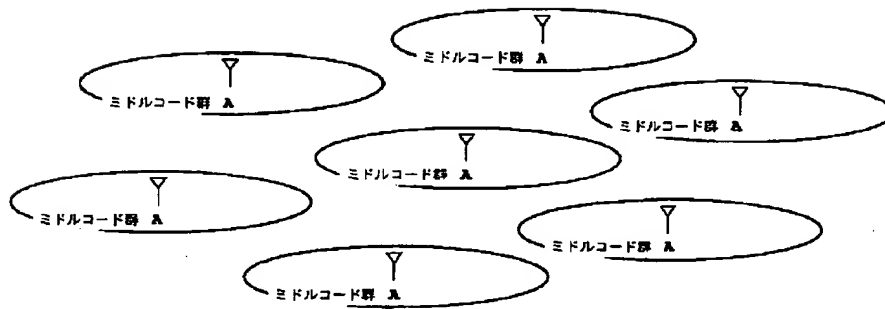
【図 3】



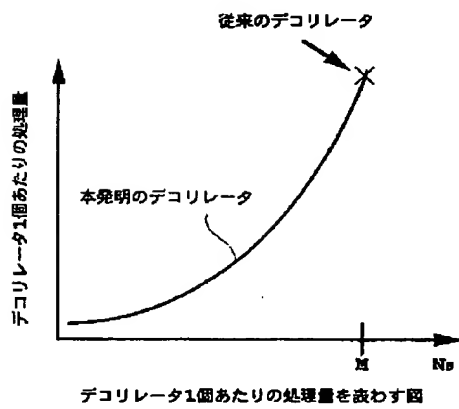
【図 4】



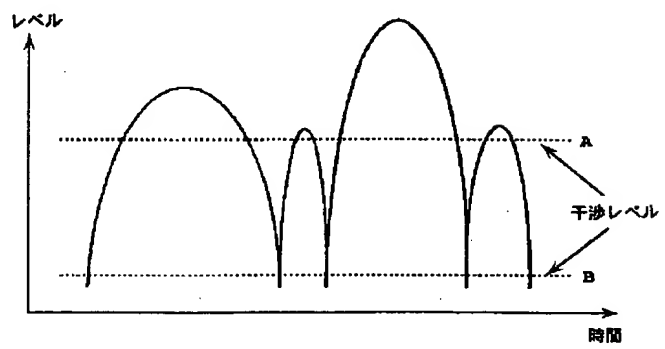
【図 7】



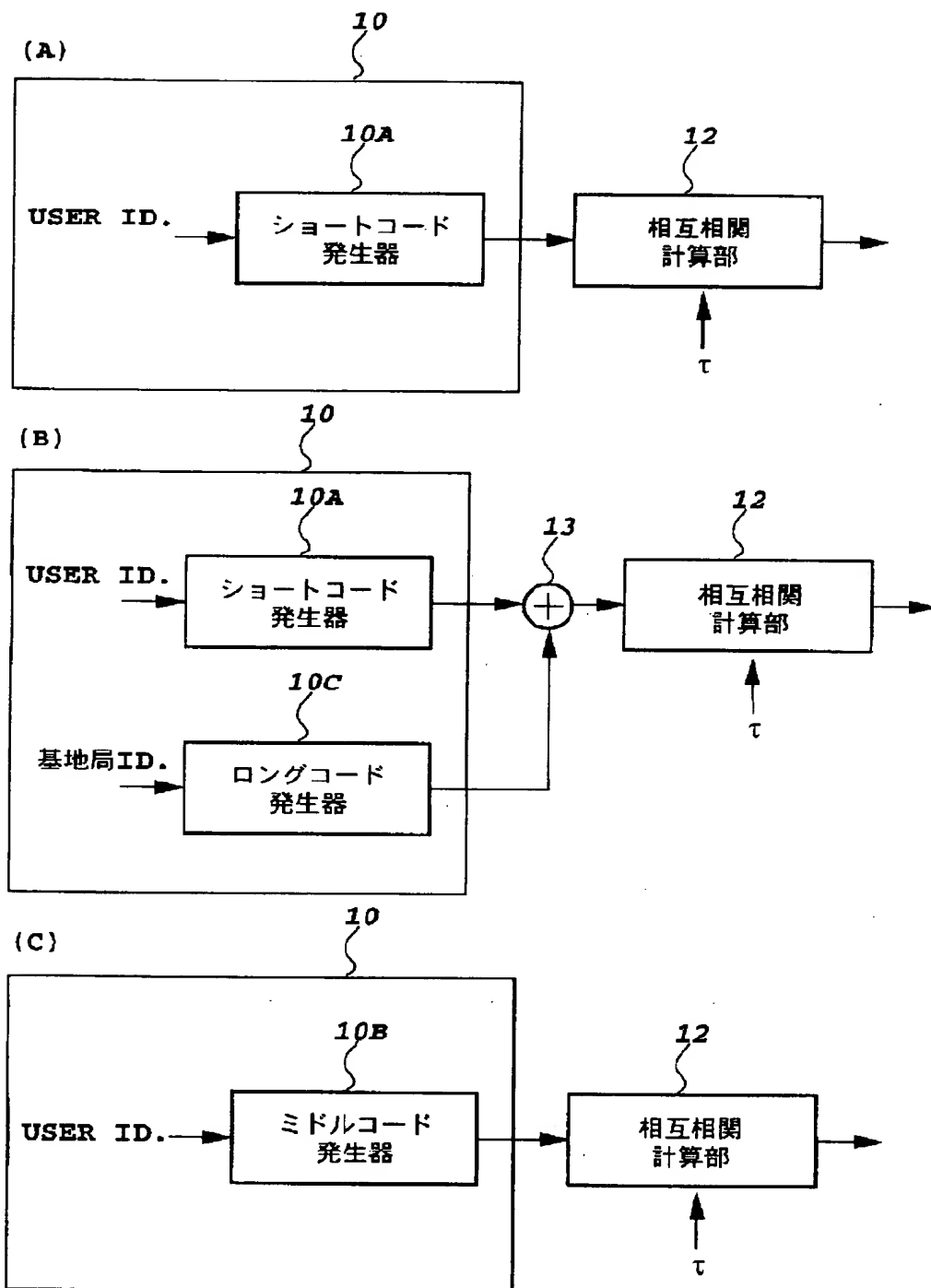
【図 12】



【図 13】



【図 8】



【図14】

